

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

①2 Übersetzung der
europäischen Patentschrift

①7 EP 0 548 542 B1

①0 DE 692 21 098 T 2

Doc. Ref. AM23
Appl. No. 09/550,644

①1 Int. Cl.⁸:
H 03 B 19/14
H 03 G 3/30

②1	Deutsches Aktenzeichen:	692 21 098.9
①6	Europäisches Aktenzeichen:	92 119 734.9
①6	Europäischer Anmeldetag:	19. 11. 92
①7	Erstveröffentlichung durch das EPA:	30. 6. 93
①7	Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	23. 7. 97
④7	Veröffentlichungstag im Patentblatt:	15. 1. 98

DE 692 21 098 T 2

③0 Unionspriorität:

MI913168 27.11.91 IT

⑦3 Patentinhaber:

Italtel S.p.A., Mailand, IT

⑦4 Vertreter:

Fuchs, F., Dr.-Ing., Pat.-Anw., 81541 München

①4 Benannte Vertragsstaaten:

DE, ES, FR, GB, GR, IT, SE

⑦2 Erfinder:

Piloni, Marco, I-20090 Vimodrone MI, IT; Brambilla,
Massimo, I-20050 Ronco Briantino (MI), IT

⑤4 Radiofrequenzvervielfachen mit selbsttätiger Pegelsteuerungsschaltung

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 692 21 098 T 2

BESCHREIBUNG

5

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der Erzeugung von Sinuswellensignalen mit Abtastfrequenz und, spezifischer, auf einen Radiofrequenzvervielfacher mit selbstständiger Pegelsteuerungsschaltung.

10

Wie bekannt, entstehen bei den verschiedenen Anwendungen der Elektroniktechnik Probleme hinsichtlich der Erzeugung von Sinuswellen-Bezugssignalen mit einer angemessenen voreingestellten Frequenz.

15

So ist es beispielsweise bei Sende- und Empfangsgeräten die Präsenz eines lokalen Oszillatorsignals von wesentlicher Bedeutung, um die erforderlichen und bekannten Umwandlungen vornehmen zu können.

20

In der funkunterstützten Navigation existiert ein Netz von Leitstrahlseindern zur Überwachung der mit Schiffen oder Flugzeugen zurückzulegenden Strecken. Jeder dieser Leitstrahlsender übermittelt kontinuierlich ein eigenes, extrem starkes Sinuswellen-Radiofrequenzsignal.

25

Aus Gründen der Knappheit beziehen sich die oben aufgeführten Beispiele lediglich auf zwei von mehreren Anwendungsgebieten von Funkfrequenz-Bezugssignalen.

30

In vielen Fällen ist es von Vorteil, besagte Funkfrequenz-Bezugssignale über den Einsatz von Oszillatoren mit extrem tiefer Frequenz zu erzeugen, die entsprechend einfacher eingebaut werden können. In diesem Fall reicht es aus, die Oszillatorsignalfrequenz in der erforderlichen ganzen Zahl zu vervielfältigen.

35

Die Vervielfältigung von Frequenzen wird bekanntlich ausgeführt, indem das Submultipel-Frequenzsignal durch eine Vorrichtung gesandt wird, die eine Verzerrung des Eingangssignals bewirkt und Oberwellen einer höheren Größenordnung erzeugt. Das Submultipel-Frequenzsignal wird erzeugt, indem das verzerrte Signal über einen Bandpaßfilter gefiltert wird, dessen Schmalbandbereich auf die entsprechenden Oberwellen der gewünschten Frequenz abgestimmt ist.

40

In den meisten Fällen der Anwendungstechniken ist es erforderlich, daß das über Frequenzvervielfältigung erzielte Bezugssignal einen konstanten Leistungspegel hat. In der praktischen

Anwendung können jedoch Fälle auftreten, in denen die Ebene des Oszillatorsignals große Schwankungen aufweist; in diesen Fällen ist selbst das über Vervielfältigung erzielte Signal, soweit keine entsprechenden Maßnahmen getroffen werden, von diesen Schwankungen
5 betroffen.

Dieses Phänomen tritt hauptsächlich auf, wenn der Oszillator nicht im gleichen Gerät eingebaut ist, in welchem auch die Multipliziereinheit installiert ist, so beispielsweise, wenn die Übertragung des Oszillatorsignals zur Multipliziereinheit über
10 Koaxialkabel stattfindet.

Um dieser Problematik zu begegnen, enthalten die gängigen und bekannten Bezugssignalerzeuger, die zur Frequenzvervielfältigung eingesetzt werden, einen Regelkreis mit oder ohne Rückkopplung, welcher den Pegel der Ausgangsleistung des erzeugten Signals regelt.

15 In den zunächst bekannten Bezugssignalerzeugern mit einem nicht rückgekoppelten Regelkreis findet die Regelung der Ausgangsleistung des erzeugten Signals über ein Gerät zur Amplitudenkomprimierung statt, welches am Ausgang des Frequenzvervielfältigers installiert wird.

20 Diese leicht herzustellenden Erzeuger weisen jedoch verschiedene Probleme auf. Ein erstes Problem betrifft den Umstand, daß die Dynamik der Pegel der Ausgangsleistung des Oszillatorsignals durch diese Erzeuger stark begrenzt werden. Ein zweites Problem bezieht sich auf den Umstand, daß das Gerät zur
25 Amplitudenkomprimierung einen exzessiven Anteil von Oberwellen einer unerwünschten Größenordnung erzeugt. Dazu kommt, daß die Stabilisierung des Ausgangspegels schlecht ist.

Ein zweiter Typ der bekannten Bezugssignalerzeuger mit einem rückgekoppelten Regelkreis wird im Schriftstück US-A-3808539
30 beschrieben. Bei dieser Beschreibung ist der Bezugssignalerzeuger ein Frequenzvervielfältiger, der zu einem über Batterie betriebenen Radiosender gehört. Zur dieser Einheit zur Frequenzmultiplikation gehören drei kapazitiv gekoppelte NPN-Transistoren, von denen der erste (Q1) zu einer Vorverstärkungsstufe, der zweite (Q2) zur
35 Frequenzmultiplikation gehören, während und der dritte (Q3) Transistor ein RF-Leistungsverstärker ist. Zwischen dem zweiten und dem dritten Transistor ist ein Bandpaßfilter installiert, über den die gewünschten RF-Oberwellen selektioniert werden. Ein lokaler Oszillator (in den Abbildungen nicht zu sehen) erzeugt das zum
40 Vorverstärker (Q1) geleitete RF-Sinuswelleneingangssignal. Der Regelkreis erzeugt im Emitter-Kollektor-Pfad des dritten Transistors

.....
einen Leistungsdetektor-Rückkopplungswiderstand, um für den Emitter-Kollektor-Pfad des ersten Transistors eine Gleichstrom-Rückkopplungsspannung zu erzeugen. Diese Rückkopplungsspannung liefert eine Vorspannung für den ersten Transistor, so daß bei einem
5 Abfall der Batteriespannung (und folglich der RF-Ausgangsleistung) der Grad der Vorverstärkerstufe gesteigert wird, und somit die RF-Ausgangsleistung der selektionierten Oberwelle nahezu konstant gehalten werden kann. Zusätzlich zu vorstehend beschriebenen Regelung stabilisiert der rückgekoppelte Regelkreis die
10 Ausgangsleistung in Abhängigkeit zu den Schwankungen des Oszillatorsignals. In diesem Falle dient die Vorverstärkerstufe als Dämpfungsregler des Oszillatorsignals, oder, allgemeiner gesagt, zur Regulierung des Pegels des Oszillatorsignals.

Die größte Problematik dieses zweiten Typs der
15 Bezugssignalerzeuger liegt in einem extrem kostenaufwendigen Einbau, insbesondere in Fällen, wenn das Signal, dessen Frequenz multipliziert werden soll, im Mikrowellenbereich liegt. In diesen Fällen ist es daher notwendig, daß sowohl die Rückkopplungseinheit (Leistungsdetektor) als auch den Regler des Oszillationssignalpegels
20 (Dämpfungsregler) entsprechend der Mikrowellentechnik gespeist wird. Des weiteren muß zwischen den Ausgang der Einheit zur Frequenzmultiplikation und der Rückkopplungseinheit ein Koppler eingefügt werden.

Der Zweck, den die vorliegende Erfindung verfolgt, richtet
25 sich somit auf eine Behebung der oben beschriebenen Probleme und die Angabe eines Radiofrequenz-Sinuswellensignalerzeugers, welcher aus einer Einheit zur Frequenzmultiplikation besteht, die den Leistungspegel der erzeugten Oberwellen selbsttätig steuert.

Um dieser Zielsetzung gerecht zu werden, liegt der Sinn der
30 vorliegenden Erfindung in einer Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die ausgestattet ist mit einem Transistor, welcher das Oszillatorsignal verstärkt und verzerrt, einem Bandpaßfilter, der am Ausgang des auf die im Ausgang gewünschte Oberwelle abgestimmten Transistors installiert ist sowie
35 einem Regelkreis zur Leistungsstabilisation der obengenannten Oberwelle über automatische Veränderung der Polarisationsspannung des Transistors bei Veränderung des Leistungspegels des Oszillatorsignals, wie genauer beschrieben unter Punkt 1) der Inanspruchnahme.

40 Die wesentliche Neuigkeit der Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden

.....

Erfindung darstellt, ist der Umstand, daß zur dieser Einheit im Gegensatz zu bekannten Technologien ein Regelkreis gehört, welcher den Transistor versorgt und polarisiert. Dieser Regelkreis kann ebenso als idealer Erzeuger einer Voltspannung angesehen werden, welche abhängig zur eingesetzten Transistorart sowie abhängig zur Größenordnung der im Ausgang selektionierten Oberwelle und des zu stabilisierenden Leistungspegels über eine entsprechende Regelfunktion entsprechend verändert werden kann.

Der vorgenannte Regelkreis arbeitet unter Quasi-Gleichstrom-Bedingungen sowie unabhängig zur Frequenz des Signals, dessen Leistung gesteuert wird. Aus diesem Grunde kann die Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt, unabhängig zur Frequenz des erzeugten Signals kostengünstig hergestellt und problemlos installiert werden. Insbesondere ist die Einheit von Vorteil, wenn die Frequenz des Oszillatorsignals im Mikrowellenbereich liegt.

Ein weiterer Vorteil besteht in der Tatsache, daß die Leistung des erzeugten Oberwellensignals ohne eine Begrenzung der Dynamik des Leistungspegels des Oberwellensignals stabilisiert werden kann.

Weitere Zielsetzungen und Vorteile der vorliegenden Erfindung gehen aus der genauen Beschreibung hervor, die nach einem Beispiel zur Ausführung der Einheit aufgeführt ist sowie die nachstehend beschriebenen technischen Zeichnungen in der Anlage, welche als unverbindliche Beispiele abgebildet sind:

Die ABB. 1 zeigt ein teilweise als Blockdiagramm ausgeführtes Verdrahtungsschema der Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt.

Die ABB. 2, 3, 4 und 5 zeigen Diagramme einiger elektrischen Charakteristiken, welche die Funktion der in Abb. 1 dargestellten Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung erläutern.

Die ABB. 6 zeigt ein genaues Verdrahtungsschema einer zur Einheit zur Funkfrequenzvervielfachung, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt, gehörenden Steuereinheit.

Unter Bezugnahme auf die ABB. 1 wird mit T1 ein MESFET Feldtransistor bezeichnet, dessen Steueranschluß G an je eine Endklemme des Kondensators C1, eines Widerstandes R_G und eines Induktors L1 angeschlossen ist. Die zweiten Endklemmen C1, R_G und L1 sind jeweils an einen Steuereingang IN, an Masse sowie an die Eingangsklemme 1 einer Baugruppe CONTR angeschlossen, deren Ausgangsklemme 2 an eine Endklemme des Induktors L2 angeschlossen

.....

ist. Die andere Endstelle des Induktors L2 ist an den Drain-Anschluß D des Feldtransistors T1 sowie an einen Endpunkt eines Kondensators C2 angeschlossen, dessen anderer Endpunkt mit dem Eingang eines Bandpaßfilters FBP verbunden ist. Der Source-Anschluß S des Feldtransistors T1 ist direkt an Erde angeschlossen. Der Ausgang des Bandpaßfilters FBP ist an einen Steuerausgang OUT angeschlossen. Ein Widerstand R_L ist zwischen den Port OUT und Masse angeschlossen. Die Baugruppe CONTR ist weiterhin an einen Gleichstrom-Source-Anschluß angeschlossen, über die eine positive Voltspannung V_+ und eine negative Voltspannung V_- erzeugt wird.

Beim Betriebs bezieht sich der in der ABB. 1. dargestellte Kreis auf einen im Mikrowellenbereich arbeitenden Radiofrequenzvervielfacher. Dies bedeutet, daß am Steuereingang IN ein Signal $v_i \cos(\omega_0 t)$ vorliegt, welches von einem nicht in der Abbildung gezeigten Oszillator ausgeht, dessen Schwingungsfrequenz $f_0 = \omega_0 / 2\pi$ 12 GHz beträgt. Vom Steuerausgang OUT kann ein Signal $v_o \cos(2\omega_0 t)$ abgenommen werden, welches der zweiten Oberwellenkomponente bei einer Frequenz von 24 GHz entspricht.

Der Schaltkreis besteht aus einem dünnen Film in Hybridschaltkreistechnik. Sämtliche angegebenen Verbindungen sind Mikrostrip-Verbindungen. Der Induktor L1 besteht aus einer Leitung mit hoher Impedanz zur Übertragung des Oszillatorsignals bei einer Frequenz von 12 GHz sowie einer Leitung mit extrem niedriger Impedanz für Gleichstrom (erzielt über entsprechende Kopplung von Teilstrecken der Leitung in $\lambda/4$ gemäß der den Fachleuten bekannten Technik). Der Induktor L2 besteht aus einer Leitung mit extrem niedriger Impedanz für Gleichstrom sowie einer Leitung mit hoher Impedanz zur Übertragung der 12 GHz Grundschwingung und der 24 GHz zweiten Oberwelle am Ausgang von T1. Die Kondensatoren C1 und C2 bestehen aus gekoppelten Leitungen; die Widerstände R_G und R_L sind Mikrostrip-Leitungsabschnitte, welche für die Signalströme Abschlußwiderstände darstellen. Der im Schaltkreis eingesetzte MESFET-Feldtransistor T1 ist von Typ NEC 673 und speziell auf die betroffenen Frequenzen abgestimmt. Das Signal $v_i \cos(\omega_0 t)$ ist an die Endklemme des Source-Anschlusses G von T1 über einen Kondensator C1 und den Abschlußwiderstand R_G gekoppelt.

Die Baugruppe CONTR, deren genaue Funktion nachstehend beschrieben wird, besteht aus einem Regelkreis, über den der Kanal des MESFET-Feldtransistor T1 auf regelbare Art polarisiert wird.

Der obengenannte Regelkreis besteht im Wesentlichen aus Operationsverstärkern und arbeitet unter Quasi-Gleichstrom-Bedingungen. Die Polarisationsströme passieren in unveränderter Form die Induktoren L1 und L2, welche sich zu diesem Zweck wie Kurzschlüsse verhalten. Dagegen wird der Durchgang des Oszillatorsignals und der Grundwelle mitsamt allen Oberwellen am Ausgang von T1 zum Eingang und Ausgang des CONTR-Regelkreises verhindert, da die Induktoren L1 und L2 sich wie offene Stromkreise für die Polarisationsströme und wie Kurzschlüsse für Signale mit Frequenzen $\geq f_0$ verhalten. Die Kapazitätswerte von C1 und C2 sind derart, daß sie sich wie offene Stromkreise für die Polarisationsströme und wie Kurzschlüsse für Signale mit Frequenzen $\geq f_0$ verhalten.

Wenn am Steuereingang IN kein Signal $v_i \cos(\omega_0 t)$ vorliegt, so erzeugt die Baugruppe CONTR eine schwache positive Gleichspannung V_{GS} . In diesem Falle nimmt der Drain-Polarisationsstrom I_D einen Wert an, der leicht über dem Wert des Sättigungsstroms I_{DSS} liegt. Dieser Wert wird jedoch nicht erreicht, da die Baugruppe CONTR den Polarisationsstrom I_D entsprechend begrenzt. Die Baugruppe CONTR erzeugt in Abwesenheit des Signals $v_i \cos(\omega_0 t)$ an der Endklemme 2 eine Ausgangsspannung, deren Wert leicht unter dem der Versorgungsspannung $V+$ liegt. Da keine mit L2 in Reihe geschalteten Widerstände vorhanden sind, entspricht die Ausgangsspannung der Baugruppe CONTR der Polarisationsspannung V_{DS} des MESFET-Feldtransistors T1.

Wenn am Steuereingang IN kein Signal $v_i \cos(\omega_0 t)$ vorliegt, wird das besagte Signal über die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 halbwellengleichgerichtet. Dabei bewirken die positiven Halbwellen die Zirkulation eines Stroms innerhalb der Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1, so daß in diesem Falle eine geringe positive Voltspannung zwischen der Gate-Source-Verbindung entsteht und der Polarisationsstrom I_D als Drain-Strom dient. Durch die negativen Halbwellen dagegen wird die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 polarisiert, so daß Drain-Stromimpulse $i_D(t)$ erzeugt werden. Der Kondensator C1 sowie der Widerstand R_G bilden einen Hochpaßfilterbereich, in dem das durch die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 gleichgerichtete Signal gefiltert wird. Unter Betriebsbedingungen, wird an den

.....
Endpunkten von C1 eine negative Gleichspannung V_{GS} erzeugt, welche der Direktkomponente des gleichgerichteten Signals $v_i \cos(\omega_0 t)$ entspricht. Die besagte Voltspannung V_{GS} trägt zur Polarisierung der Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 bei und wird über den Induktor L1 als Steuerspannung an die Eingangsklemme 1 der Baugruppe CONTR geleitet.

Die Impulse des Drain-Stroms i_D enthalten, wie aus den von Fourier vorgenommenen Reihenentwicklungen der mathematischen Funktion $i_D(t)$ hervorgeht, einen Anteil an Sinuswellen an der Grundwellenfrequenz f_0 sowie Oberwellen höherer Größenordnung.

Der Strom i_D wird durch den Kondensator C2 geleitet und erreicht den Bandpaßfilter FPB, welcher lediglich den zweiten Oberwellenanteil bei einer Frequenz von 24 GHz unverändert an den Steuerausgang OUT leitet. Dieser Filter ist entsprechend der für Mikrowellenfilter gängigen Technik ausgelegt. Zu seinem Eingangsbereich gehört ein Mikrostrip-Adaptionsnetz, welches den Grundwellenausgang zur Drain-Endklemme des Feldtransistors T1 zurück reflektiert. Der Abstand zwischen FPB und T1 ist derart, daß die reflektierten Wellen in Phase zur im Strom i_D enthaltenen Grundwelle addiert wird, so daß eine entsprechend höhere Leistung an die zweite Oberwelle übertragen werden kann. Die relative Bandbreite um die Frequenz $2 f_0$ beträgt etwa 10%, was 2,4GHz entspricht, und ermöglicht eine Veränderung der Oszillatorfrequenz in einem breiten Bereich.

Die Baugruppe CONTR steuert die Leistung P_{out} , indem sie als Optimalwertsteuerung (feed forward control) fungiert. Zu diesem Zweck empfängt die Baugruppe am Eingang die Information des Leistungspegels des Signals $v_i \cos(\omega_0 t)$, zu dem die Voltspannung V_{GS} in direkter Beziehung steht, und gibt eine angemessene Voltspannung zur Polarisierung des MESFET-Feldtransistors T1 ab.

Die Stabilisierung des Leistungspegels der Baugruppe CONTR kann direkt ermittelt werden über die Auswertung der ABB. 2, die ein Diagramm zeigt, dessen Abszisse den Leistungsstift des Oszillatorsignals $v_i \cos(\omega_0 t)$ darstellt, während die Ordinate für die Leistung P_{out} des Ausgangs des Signals $v_i \cos(\omega_0 t)$ steht. Die Grafik zeigt die beiden Kurven P_{fet} und P_{gen} . Die Kurve P_{fet} bezieht sich auf eine Messung, die ausschließlich für den Transistor T1 und ohne

.....
Berücksichtigung der Funktion der Baugruppe CONTR vorgenommen wurde, während sich die Kurve P_{gen} auf den gesamten in ABB. 1 gezeigten Kreis bezieht. In beiden Fällen wurden die Kurven bei einem konstanten Wert der Voltspannung V_{DS} von 0,88V ermittelt. Wie im

5 Diagramm ersichtlich wird, ergibt sich eine gute Gleichrichtung.

Wie aus der ABB. 1, und besser noch aus einer Auswertung des in der ABB.6 dargestellten Kreises ersichtlich wird, versorgt die Baugruppe CONTR den Transistor T1 direkt mit einer Voltspannung, die abhängig zur Leistung des Eingangssignals variiert. Die
10 Steuerwirkung beruht auf der Tatsache, daß die Polarisationsspannung V_{DS} abhängig zur Veränderung der Speisespannung von T1 variiert. Folglich berechnet sich die maximale Schwankung der Voltspannung V_{DS} auf der Last R_L , bezogen auf die Leistung des Ausgangssignals auf der Relation $P_{out} V_{DS}^2/2R_L$.

15 In allen Beispielen bekannter Signalerzeuger mit Transistoren, die als Verstärker/Verzerrer eingesetzt werden, existiert kein Regelkreis zur Regelung der Leistung des Ausgangssignals über automatische Veränderung der Versorgungsspannung des Gerätes. Im Gegenteil wird in normalen Anwendungen von mit Transistoren
20 ausgestatteten Regelkreisen im allgemeinen spezielle Vorkehrungen getroffen, welche sich auf die Gleichrichtung des Betriebspunktes gegenüber Variationen der Transistorversorgungsspannung richten.

Die Ausführbarkeit der Baugruppe CONTR hängt davon ab, ob eine Regelfunktion V_{DS} (V_{GS}) existiert, die die Leistung P_{out} bei einer
25 Veränderung von P_{in} konstant hält. Wenn diese Regelfunktion vorliegt, müssen die Eingangs-/Ausgangsübertragungseigenschaften der Baugruppe CONTR annähernd der Kurve V_{DS} (V_{GS}) des MESFET-Feldtransistors T1 bei $P_{out} = \text{ca. } 8 \text{ dBm}$ entsprechen. Die Existenz einer derartigen Regelfunktion kann theoretisch demonstriert werden.
30 Die Bestimmung dieser Regelfunktion in Bezug zur Einheit zur Frequenzmultiplikation, die den Gegenstand der vorliegenden Erfindung darstellt, erfolgt, wie nachstehend erläutert wird, über entsprechende Versuche.

Der Beweis der Existenz einer Regelfunktion V_{DS} (V_{GS}) besteht
35 in der mathematischen Ermittlung dieser Funktion, wobei ausgegangen wird vom mathematischen Ausdruck der Ausgangsleistung P_{out} . Wie bekannt, ist $P_{out} = (I_n^2/R_L)/2$, wobei I_n für den Strom in Verbindung mit der Oberwellengrößenordnung n entsprechend der von Fourier

.....
vorgenommenen Reihenentwicklungen steht der mathematischen Funktion
steht, welche die Gesamtheit des Drain-Stroms $i_D(t)$ darstellt.

Eine Methode zur Ermittlung der Funktion $i_D(t)$ und zur
Berechnung der Koeffizienten der entsprechenden Reihenentwicklung
5 von Fourier wird im Anhang an das Kapitel Vier (Seiten 144-148) der
Veröffentlichung "Communication Circuits: Analysis and Design" von
Kenneth K. Clarke und Donald T. Bess beschrieben, veröffentlicht
1971 im Verlag Addison-Wesley Publishing Company.

Diese in dieser Veröffentlichung beschriebene Methode setzt
10 die Kenntnis der Übertragungseigenschaft $i_D(V_{GS})$ des MESFET-
Feldtransistors T1 voraus. Diese Übertragungseigenschaft, in der
Veröffentlichung auf den Seiten 134 bis 135 angegeben, wird in einer
ersten Annäherung mit $i_D = i_{DSS} (1 - V_{GS}/V_P)^2$ angesetzt, wobei der
Ausdruck i_{DSS} für den Drain-Sättigungsstrom steht (Drain-Strom des
15 MESFET-Feldtransistors bei $V_{GS} = 0$ mit jedem beliebigen V_{DS} -Wert
innerhalb des Sättigungsbereichs), während der Ausdruck V_P für die
Pinch-Off-Spannung steht (Wert V_{GS} für $i_D = 0$).

In der obengenannten Veröffentlichung ist des weiteren eine
Grafik des Stroms $i_D(t)$ dargestellt, die in einem zweiten Schritt
20 der Methode ermittelt wurde, indem die Punkte der Funktion $V_{GS}(t) =$
 $v_i \cos(\omega_0 t)$ auf die Übertragungsfunktion $i_D(V_{GS})$ des MESFET-
Feldtransistors projiziert wurden. Die Grafik zeigt eine Abfolge von
Stromimpulsen $i_D(t)$ in Entsprechung zu den positiven Halbperioden
von $v_i \cos(\omega_0 t)$. Die Breite jedes einzelnen Impulses entspricht der
25 Halbwellenfraktion von v_i , in dem der im MESFET-Feldtransistor
präsenste Drain-Strom zirkuliert, wie dies für einen Verstärker der
Klasse C der Fall ist. Die Berechnung des Fourier-Koeffizienten wird
abgeschlossen mit Hilfe eines als "Zirkulationswinkel" bezeichneten
Parameters \emptyset , der zur Begrenzung des Feldes zur Integration der
30 aktuellen Pulsbreite i_D eingeführt wird.

In den in der ABB. 4.A-2 auf der Seite 147 der oben genannten
Veröffentlichung gezeigten Beispielen ist $\emptyset = \arccos(V_P/V_i)$,
wobei V_i die maximale Amplitude des Signals $v_i \cos(\omega_0 t)$ darstellt und
 V_P für die Pinch-Off-Spannung des MESFET-Feldtransistors steht. In
35 der Mehrzahl der praktischen Anwendungen, so zum Beispiel im für
Fall den Feldtransistor T1 geltenden Fall, ist der

Zirkulationswinkel \varnothing ebenfalls eine Funktion der Polarisierungswerte V_{GS} und V_{DS} .

In der letzten Phase der Methode wird der mathematische Ausdruck für den allgemeinen Koeffizienten I_n ermittelt. Dieser Koeffizient ist eine recht komplexe Funktion des Zirkulationswinkels \varnothing und des Spitzenwertes I_p des Stromimpulses i_D . Der Spitzenwert I_p dagegen ist von i_{DSS} und dem Quadrat von V_i abhängig.

Die oben beschriebene Berechnungsmethode ist ebenso für den MESFET-Feldtransistor T1 anwendbar, da der Strom $i_D(t)$ in diesem Falle ebenso in einer Abfolge von Impulsen besteht, die ähnlich zu den in der oben beschriebenen Grafik aufgeführten Impulsen sind. Die wichtigsten Unterschiede zwischen dem Betrieb von T1 und dem in der obengenannten Methode aufgeführten FET-Betrieb besteht darin, daß die Impulse $i_D(t)$ eine Entsprechung zu den negativen Halbwellen von $v_i \cos(\omega_0 t)$ zirkulieren und daß T1 im linearen Bereich eher von der Sättigung als von der Sperrung ausgehend gesteuert wird. Wie ersichtlich ist, sind die Unterschiede nicht besonders groß.

Eine standardisierte Darstellung von (I_n / I_p) zur Tendenz der ersten drei Koeffizienten als Funktion des Zirkulationswinkels \varnothing wird in der ABB. 4.4-4 auf Seite 102 der obengenannten Veröffentlichung gezeigt.

Die Leistung $P_{out} = (I_n^2 / R_L) / 2$ einer allgemeinen, am Ausgang selektionierten Oberwelle ist, wie aus der Gesamtheit der oben beschriebenen theoretischen Betrachtungen abgeleitet werden kann, eine Funktion des physischen Wertes I_{DSS} , V_p von T1 sowie der Amplitude v_i des Oszillationssignals $v_i \cos(\omega_0 t)$; es gilt daher $P_{out} = P_{out}(I_{DSS}, V_p, v_i)$.

In Anbetracht, daß V_{GS} von der Berichtigung des Oszillationssignals $v_i \cos(\omega_0 t)$ über T1 abhängig ist, ergibt sich $P_{out} = P_{out}(I_{DSS}, V_p, V_{GS})$.

Aus den oben beschriebenen theoretischen Betrachtungen geht in keiner Weise die Abhängigkeit von P_{out} zur Polarisationsspannung V_{DS} hervor, da der Kanalwiderstand r_o des Feldtransistors T1 in der ersten Annäherung nicht berücksichtigt wird. Es ist möglich, diese Berücksichtigung des Kanalwiderstand in die Methode zur Berechnung des Koeffizienten I_n der Fourier-Berechnungen des Stroms $i_D(t)$

.....
einzubeziehen, in dem man anstelle des Sättigungsstroms I_{DSS} einen Sättigungsstrom

$I'_{DSS} = I_{DSS} [1 + (V_{DS} + V_p) / r_o I_{DSS}]$ ansetzt;

so daß deutlich wird, daß der Ausdruck P_{out} zur
5 Polarisationsspannung V_{DS} abhängig ist.

Zusammengefaßt gilt für den Ausdruck P_{out} :

$$P_{out} = P_{out}(I_{DSS}, V_p, V_{GS}, V_{DS}).$$

Da nach der Auswahl des im Kreis einzusetzenden MESFET
Feldtransistortyps die Parameter I_{DSS} , V_p , und r_o konstant sind,
10 kann der Ausdruck P_{out} vereinfacht werden, so daß sich als
Endergebnis $P_{out} = P_{out}(V_{GS}, V_{DS})$ ergibt.

Es ist nun möglich, die Regelfunktion $V_{GS}(V_{DS})$ auf rein
analytische Weise zu bestimmen, in dem zunächst die Größenordnung
der am Ausgang selektierten Oberwelle und anschließend für diese
15 Oberwelle die Funktion P_{out} bestimmt wird. Anschließend wählt man
den gleichzurichtenden Wert P_{out} , der im allgemeinen im unmittelbar
an den Höchstwert angrenzenden Bereich gesucht werden sollte, den
der FET- Feldtransistor zur Übertragung zur selektierten
Oberwelle benötigt. Schließlich wird die Variable V_{DS} aus der
20 Relation $P_{out}(V_{GS}, V_{DS}) = \text{konstant}$ expliziert, so daß die
gewünschte Regelfunktion $V_{GS}(V_{DS})$ erzielt wird.

Wie man sieht, stellt sich die mathematische Bestimmung der
Regelfunktion als allzu kompliziert und somit recht schwierig
heraus. Die Folge der einzelnen in der Berechnungsmethode
25 angesetzten Schritte wird primär in der Absicht angegeben, um die
grundsätzliche Existenz dieser Regelfunktion zu belegen. In der
Praxis ist es einfacher, die Regelfunktion experimentell über eine
Reihe von Messungen des MESFET Feldtransistors T1 zu ermitteln, wie
angegeben in den Erläuterungen zu den ABB. 3, 4 und 5, die sich auf
30 Messungen beziehen, die ausschließlich für den MESFET Feldtransistor
T1, d.h. unter Ausschluß des CONTR-Regelkreises vorgenommen wurden.

Die ABB. 3 zeigt ein Diagramm, dessen Abszisse den Logarithmus
der Leistung P_{in} des Oszillatorsignals $v_i \cos(\omega_0 t)$ und dessen
Ordinate das Modul der Polarisationsspannung V_{GS} des Feldtransistors
35 T1 darstellt. Die Kurve wurde für einen konstanten Wert der
Polarisationsspannung V_{DS} gleich 0,88V angelegt. Wie aus dem
Diagramm hervorgeht, erfolgt der Anstieg der Polarisationsspannung

.....* ..*..* ..* :

V_{GS} linear zum Dezimallogarithmus der Leistung P_{in} , so daß abgeleitet werden kann, daß sich die Gate-Source-Verbindung des Feldtransistors T1 wie ein Detektor der Leistung des Oszillationssignals verhält.

5 Die ABB. 4 zeigt ein Diagramm, dessen Abszisse der Polarisationsspannung V_{DS} des Feldtransistors T1 entspricht und dessen Ordinate den Logarithmus der Leistung P_{out} der auf der Last R_L gemessenen zweiten Oberwellenkomponente $v_o \cos(2\omega_o t)$ darstellt. Die Kurve ergab sich, indem an den Eingang des Feldtransistors T1
10 ein Oszillationssignal mit einer konstanten Leistung von 10 dBm übermittelt wurde. Wie aus dem Diagramm hervorgeht, ist der Logarithmus der Leistung P_{out} auf beinahe lineare Art von der Polarisationsspannung V_{DS} abhängig, was die Realisation eines Kreises zur Regelung der Leistung P_{out} über die
15 Polarisationsspannung V_{DS} beweist.

Die ABB. 5 zeigt ein Diagramm, dessen Abszisse der Voltspannung V_{GS} und dessen Ordinate der Polarisationsspannung V_{DS} des Feldtransistors T1 entspricht. In der Grafik sind zwei Kurven eingetragen, von denen sich die erste, mit G1 gekennzeichnete, auf
20 die experimentell erzielte Regelfunktion $V_{GS}(V_{DS})$ bezieht, während die zweite, mit G2 gekennzeichnete Kurve die Übertragungsfunktion der Baugruppe CONTR darstellt. Die mit G2 gekennzeichnete Kurve nähert sich der Kurve G1 über zwei Segmente einer Geraden mit unterschiedlichen Neigungen $G2'$ und $G2''$, welche sich im Punkt A
25 treffen.

Die Kurve G1 wurde über Punkte erzielt, indem die Leistung P_{in} verändert und die entsprechende Voltspannung V_{GS} gemessen wurde. Für jeden Wert von V_{GS} wurde die Voltspannung V_{DS} soweit verändert, bis
30 daß die Leistung P_{out} des auf der Last R_L gemessenen Signals $v_o \cos(2\omega_o t)$ konstant 8 dBm betrug. Die Ordinate der Grafik zeigt die entsprechenden V_{DS} -Werte. Wie aus der Grafik hervorgeht, verläuft der Abstieg der Kurve G1 auf exponentielle Weise. Die wichtigste Veränderung der Regelfunktion $V_{GS}(V_{DS})$ bezieht sich auf etwa ein Drittel der auf der Abszisse zur Achse V_{GS} bezogenen Werte. Diese
35 Eigenschaft paßt bestens zur Annäherung der beiden Segmente der Kurve G2. In der Tat hat das Segment $G2'$ eine stärkere Steigung und nähert sich dem ersten Teil der Funktion an, während das Segment $G2''$

... ..
eine geringere Steigung hat und sich dem asymptotischen Teil der Funktion nähert. Im in der ABB. 6 gezeigten Kreis wird die Kurve G2 über den Einsatz von Operationsverstärkern synthetisiert.

Unter Bezugnahme auf die ABB. 6 werden mit OP1, OP2, OP3 und
5 OP4 vier identische Operationsverstärker angegeben, die gemeinsam mit Voltspannungen +V und -V gespeist werden. Der Umkehrungseingang (-) von OP1 ist angeschlossen an einen Endpunkt von zwei Widerständen R3 und R6, deren anderen Endpunkte an Masse sowie
10 jeweils an den Ausgang des OP1 angeschlossen sind. Die nichtumkehrenden Endklemme (+) von OP1 ist an einem Endpunkt von zwei Widerständen R4 und R5 angeschlossen, deren anderen Endpunkte jeweils an den Eingang des der Endklemme 1 des Regelkreises CONTR sowie an den Mittelpunkt der Reihe der beiden Widerstände R1 und R2, deren anderen Endpunkte an den Source-Anschluß der Voltspannung +V
15 sowie an Masse angeschlossen sind.

Der Eingang (+) des Operationsverstärkers OP2 ist direkt an Masse angeschlossen. Der Eingang (-) dieses Operationsverstärkers ist angeschlossen an einen Endpunkt von drei Widerständen R9, R10 und R11, deren andere Endpunkte jeweils an die Eingangsklemme 1 des
20 CONTR- Regelkreises, an den Mittelpunkt der Reihe der beiden Widerstände R7 und R8 und an die Kathode einer Diode D1 angeschlossen sind, deren Anode mit dem Ausgang des Operationsverstärkers OP2 verbunden ist. Die anderen Endpunkte der Widerstände R7 und R8 sind jeweils an den Source-Anschluß der
25 Voltspannung +V sowie an Masse angeschlossen. Ein Widerstand R12 ist zwischen Kathode der Diode D1 und Masse angeschlossen.

Der Eingang (+) des Operationsverstärkers OP3 ist direkt an Masse angeschlossen. Der Eingang (-) dieses Operationsverstärkers ist angeschlossen an einen Endpunkt von zwei Widerständen R14 und
30 R15, deren andere Endpunkte jeweils an die Anode der Diode D2 sowie an den Ausgang des Operationsverstärkers OP3 angeschlossen sind. Ein Widerstand R13 ist zwischen dem Source-Anschluß der Voltspannung +V und der Anode der Diode D2 angeschlossen, deren Kathode an Masse angeschlossen ist.

35 Der Eingang (-) des Operationsverstärkers OP4 ist an einen Endpunkt von zwei Widerständen R16 und R20 angeschlossen, deren andere Endpunkte jeweils an Masse sowie an den Ausgang des Operationsverstärkers OP4 angeschlossen sind, während die entgegengesetzten Enden an die Endklemmen des Ausgangs 2 des CONTR-
40 Regelkreises angeschlossen sind. Der Eingang (+) des Operationsverstärkers OP4 ist an einen Endpunkt von drei

.....
Widerständen R17, R18 und R19 angeschlossen, deren andere Endpunkte jeweils an den Ausgang des Operationsverstärkers OP1, die Kathode der Diode D1 sowie an den Ausgang des Operationsverstärkers OP3 angeschlossen sind. Die Ausgangsspannungen der Operationsverstärker OP1, OP2 und OP3 sind jeweils an V1, V2 und V3 angeschlossen. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers OP4 ist die Polarisationsspannung des MESFET Feldtransistors T1.

Im Betriebszustand fungiert der Operationsverstärker OP1 als nichtumkehrender Voltspannungsaddierer; seine Ausgangsspannung V1 ist durch den Ausdruck $V1 = \mu1 V_{GS} + K1$ gegeben, wobei $\mu1$ für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP1-Addierers steht und K1 die Voltspannung für $V_{GS} = 0$ ist. Der Ausdruck $\mu1 > 0$ wird definiert durch die Wahl der entsprechenden, für die Widerstände R1, R2, R3, R4, R5 und R6 geltenden Werte. Der Ausdruck $K1 > 0$ wird definiert durch das Produkt der positiven Voltspannungen +V, multipliziert mit einem entsprechenden für die obengenannten Widerstände geltenden Beziehungswert. Auf der Ebene (V_{DS} , V_{GS}) der ABVB. 5 entspricht die Voltspannung V1 einer Geraden mit positiver Neigung (in Abb. nicht zu sehen), die parallel zum Streckenabschnitt G2' verläuft.

Der Operationsverstärker OP2 ist ein umkehrender Voltspannungsaddierer, der an dem Ausgang mit einer Diode ausgerüstet ist, über welchen ein Schwellenwert für die Voltspannung V_{GS} eingefügt wird, bevor der Ausgangsspannung V2 Null beträgt. Die Voltspannung V2 ist durch den folgenden Ausdruck gegeben:

$$V2 = (-\mu2 V_{GS} - K2) \times F_{scal} (V_{GS} - V_{SL}),$$

wobei $-\mu2$ für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP2-Addierers steht, die bestimmt wird durch die entsprechenden, für die Widerstände R7, R8, R9, R10, R11 und R12 geltenden Werte. Der Ausdruck $-K2$ ist abhängig vom Produkt der positiven Voltspannungen +V, multipliziert mit einem entsprechenden für die obengenannten Widerstände geltenden Beziehungswert. F_{scal} steht für die Schrittfunktion, die für $|V_{GS}| < V_{SL}$ gleich 0 und für $|V_{GS}| > V_{SL}$ gleich 1 ist, wobei V_{SL} für einen entsprechend voreingestellten Grenzwert steht. Zusammenfassend gilt $V2 = 0$ bei $|V_{GS}| \leq V_{SL}$ und $V2 = -\mu2 V_{GS} - K2$ bei $|V_{GS}| > V_{SL}$; wenn $V_{SL} = -1,3$ V ist, wird durch die oben angegebenen Beziehungen eine halbe Gerade gebildet (in Abb. 5 nicht zu sehen) mit negativer Neigung und Ausgangspunkt in A.

Der Operationsverstärker OP3 ist ein umkehrender Verstärker, dessen Ausgangsspannung V_3 über den Ausdruck $V_3 = -\mu_3 V_{K3}$ gegeben ist, wobei $-\mu_3$ für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP3-Verstärkers steht und durch die entsprechenden, für die Widerstände R_{13} , R_1 , und R_{15} geltenden Werte bestimmt wird. V_{K3} ist eine Voltspannung, welche von den selben Widerständen sowie von der Voltspannung V_{D2} abhängig ist, die bei Leitung zwischen der Anode und der Kathode der Diode D_2 vorliegt. Wie zu sehen ist, ist V_3 nicht von V_{GS} abhängig und entspricht gemäß der Ebene (V_{DS} , V_{GS}) in Abb. 5 einer Geraden (in Abb. nicht zusehen). Die parallel zur Achse V_{GS} verläuft und zu dieser Achse in einem Abstand von $-V_{K3}$ liegt. Die Voltspannung V_3 kompensiert die Stromveränderungen $i_D(t)$, die durch in der Gate-Source-Verbindung des MESFET-Feldtransistors T_1 auftretende thermische Veränderungen bedingt sind.

Der Operationsverstärker OP4 ist ein nichtumkehrender Voltspannungsaddierer, dessen Ausgangsspannung V_{DS} durch den Ausdruck $V_{DS} = \mu_4 (V_1 + V_2 + V_3)$ gegeben ist, wobei μ_4 für die Voltsumme bei geschlossenem Ring des OP4-Verstärkers steht, definiert durch die entsprechenden für die Widerstände R_{16} und R_{20} geltenden Beziehungswerte.

Wenn $\mu_4 = 1$ ist, wird die Voltspannung $V_{DS} = V_1 + V_2 + V_3$ durch die in der ABB. 5 gezeigte Kurve G_2 dargestellt, die erzielt werden kann, indem man zunächst den Punkt A (1, -1,3) wählt und dann bei $\mu_1 \geq \mu_2$ die Werte für μ_1 , μ_2 und μ_3 bestimmt.

Der in ABB. 1 dargestellte Kreis legt hinsichtlich des Bereichs der Betriebsfrequenzen grobe Verallgemeinerungen nahe, die sich sowohl auf den Wert der gleichzurichtenden Leistung als auch auf die Art des eingesetzten Transistors beziehen.

So ist es zum Beispiel möglich, am Ausgang einer Oberwelle hoher Größenordnung im Mikrowellenbereich zu selektionieren, wobei ausgegangen wird von einem Oszillatorsignal mit einer extrem niedrigeren Frequenz.. In diesem Fall wird der Eingangskreis des T_1 aus digitalen Komponenten gebaut, während der Ausgangskreis in Mikrostrip-Technik ausgeführt wird. Im allgemeinen und abhängig von der Frequenz des Oszillatorsignals ist es erforderlich, die Größen der Werte von C_1 , L_1 und L_2 zu korrigieren und auf der Grundlage der Oberwellen einer vorher selektionierten Größenordnung sowie ausgehend vom Wert von C_2 und von der Mittelbandfrequenz des FPB-

Filters die unter dem Gesichtspunkt der Kosten und der Wirksamkeit am besten geeigneten Transistoren zu wählen. Sofern es der spezifische Fall zuläßt, kann es von Vorteil sein, einen abstimmbaren FPB-Bandpaßfilter einzusetzen, dessen Durchlaßbereich um eine der im Ausgangssignal von T1 enthaltenen Oberwellen beliebig abgestimmt werden kann.

Die in der ABB. 5 gezeigten Kurven G1 und G2 beziehen sich auf den Fall einer zweiten Oberwelle mit einer gleichzurichtenden Leistung von 8dBm, einem Wert, der, wie durch die in der Abbildung gezeigten Kurven P_{fet} und P_{gen} ersichtlich wird, in der Nähe des für T1 maximal möglichen Wertes liegt. Im Fall der Gleichrichtung von Leistungen mit tieferen Werten entsteht, für eine vorgegebene Oberwelle, eine Familie von Kurven V_{DS} , V_{GS} , die ähnlich sind wie die in der ABB. 5 gezeigten Kurven, welche alle parallel zueinander sind. Die Form der regulierenden Kurve V_{DS} (V_{GS}) bei Veränderung der am Ausgang selektionierten Oberwellengröße ist nicht wesentlich anders als die exponentiale, in der Kurve G1 (ABB. 5) gezeigten. Auch wenn die Dämpfungskonstante variieren kann, hat dies keine Auswirkung auf die Möglichkeit des Einsatzes eines CONTR-Regelkreises, solange man einen geeigneten Punkt A wählt, der in der Annäherung an zwei Segmente der Kurve G2 (ABB. 5) liegen muß.

Des weiteren ist möglich, die allgemeine Regelfunktion V_{DS} (V_{GS}) zu synthetisieren, indem die Funktion einer durchbrochenen Linie mit mehr als zwei Segmenten angenähert wird; in diesem Falle müssen zum in der ABB. 6 gezeigten CONTR-Regelkreis umkehrende Summierer N-1 wie etwa OP2 gehören, wobei N für die Anzahl der Segmente der durchbrochenen Linie steht. Die einzige in diesem Fall erforderliche Vorkehrung besteht in einer Veränderung der Verstärkerleistung sowie der Schwellenwerte der Diodenzuschaltung.

In Hinsicht auf T1 ist es, soweit es die betroffenen Frequenzen zulassen, möglich, einen zweipoligen Transistor (BJT) einzusetzen. Sowohl FET- als auch BJT-Transistoren sind aktive Transistoren mit drei Endstellen, die, was das gesteuerte Signal betrifft, als Stromerzeuger betrachtet werden können, im Fall des FET-Transistors mit gesteuerter Vorspannung und im Fall des BJT-Transistors mit Stromsteuerung. Bekanntlich müssen beide obengenannten Transistoren zum Betrieb über geeignete, an Batterien angeschlossene Widerstandsnetze polarisiert werden. Der Pegel des Eingangssignals und der Polarisationsspannungen und -ströme ist für die Art des Transistorbetriebs ausschlaggebend.

..... :
Beim BJT-Transistor regelt der CONTR-Regelkreis die Polarisationsspannung V_{CE} zwischen den Kollektor- und Emitter-Endstellen in Entsprechung zu einer Regelfunktion $V_{CE}(I_B)$, welche einen ähnlichen Verlauf wie die für den FET-Transistor definierte Funktion $V_{DS}(V_{GS})$ hat. Der Grundpolarisationsstrom I_B wird primär
5 durch das Oszillationssignal $v_i \cos(\omega_0 t)$ erzeugt, das durch die obengenannte Verbindung gleichgerichtet wird.

Schließlich ist es möglich, den in der ABB. 1 gezeigten Kreis minimale zu verändern, in dem man einen mit L_2 in Reihe geschalteten
10 Widerstand einsetzt, dessen Wert, um die Wirkung des CONTR-Regelkreises zu sensitivieren, ähnlich zu dem des Kanalwiderstandes r_o sein muß. Im Falle des BJT-Transistors besteht die kostengünstigste und effektivste Lösung im Einsatz eines bereits benannten zusätzlichen Widerstandes, der mit dem Emitter in Reihe
15 geschaltet werden muß. In beiden Fällen muß der CONTR-Regelkreis eine Regelspannung erzeugen, die gleich zur vorgenannten Regelspannung ist, zuzüglich eines konstanten Wertes zwecks Ermöglichung der Zirkulation des Gleichstromanteils i_D des Stroms $i_D(t)$ im zusätzlich eingesetzten Widerstand. Die Gesamtregelspannung
20 kann erzielt werden über den zusätzlichen Einsatz eines geeigneten Voltspannungsteilers auf dem nichtumkehrenden Eingang von OP4 (ABB. 6).

INANSPRUCHNAHMEN

1. Der Radiofrequenzvervielfacher, der bestückt ist mit einem Transistor (T1), über den ein eingehende Oszillationssignal verstärkt und verzerrt wird, sowie mit einem Bandpaßfilter (FPB),
5 über den eine im Ausgangsstrom des Transistors enthaltene Oberwelle einer vorher definierten Größenordnung N selektioniert werden kann, sowie weiterhin bestückt mit einem Regelkreis zur automatischen Pegelregelung (CONTR), welcher zwischen den Eingangsklemmen (G-S) und den Ausgangsklemmen (D-S) des besagten Transistors (T1)
10 installiert wird und welcher die Leistung (P_{out}) der besagten, im Ausgang des Bandpaßfilters (FPB) präsenten Oberwellen einer vorher definierten Größenordnung N konstant hält; ist dadurch gekennzeichnet, daß im besagten Radiofrequenzvervielfacher Mittel installiert sind (T1, R_G , C1, L1), die eine Steuerspannung (V_{GS})
15 erzeugen, welche in direktem Bezug steht zum Leistungspegel (P_{in}) des eingehenden Oszillationssignals ($v_i \cos(\omega_0 t)$), und daß zum besagten Regelkreis zur automatischen Pegelregelung (CONTR) Mittel zur Voltspannungs- und Stromerzeugung (OP1, OP2, OP3, OP4, D1, D2) gehören, die zur Polarisation des besagten Transistors (T1) dienen;
20 diese Mittel werden durch die besagte Steuerspannung (V_{GS}) geregelt, so daß eine veränderbarer Polarisationsspannung (V_{DS}) erzeugt wird, welche zwischen den besagten Ausgangsklemmen (D-S) des besagten Transistors (T1) präsent ist und eingestellt ist auf eine umgekehrte Art zur Veränderung des Pegels der Steuerspannung (V_{GS}).

25 2. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß besagtes Oszillationssignal durch einen Hochbandpaßfilter (C1, R_G) zum Transistor (T1) geleitet wird, und dadurch gekennzeichnet, daß der Transistor (T1) das Oszillationssignal halbwellengleichrichtet,
30 indem am Ausgang des besagten Hochbandpaßfilters (C1, R_G) eine Gleichstromkomponente erzeugt wird, welche mit der besagten Steuerspannung (V_{GS}) übereinstimmt.

3. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß
35 der besagte Regelkreis zur automatischen Pegelregelung (CONTR) über entsprechende Verbindungen an besagten Transistor (T1) angeschlossen ist; zu diesen Verbindungen gehören:

.....
- ein erster Induktor (L_1) zur Verbindung des Ausgangs des besagten Hochbandpaßfilters (C_1 , R_G) mit den Eingang (1) des besagten Regelkreises (CONTR), so daß die besagte Steuerspannung (V_{GS}) den Durchlaß und die Sperrung des besagten Oszillationssignal

5 ermöglicht;

- ein zweiter Induktor (L_2), der mit dem Ausgang (2) des besagten Regelkreises (CONTR) in Reihe geschaltet ist und lediglich den Gleichstromanteil des Ausgangsstroms des besagten Transistors (T_1) durchläßt.

10 4. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß zu den besagten, zum besagten Regelkreis (CONTR) gehörenden Mitteln folgende Geräte gehören:

15 - ein erstes Gerät (OP1), welches eine erste Voltspannung (V_1) erzeugt, indem von einer anfänglich voreingestellten Voltspannung eine Voltspannung abgezogen wird, welche über Vervielfältigung des absoluten Wertes der besagten Steuerspannung (V_{GS}) mittels einer ersten Vervielfältigungskonstante erzielt wird;

20 - zweite Geräte (OP2, D1), welche zweite Voltspannungen (V_2) erzeugen, indem der absolute Wert der besagten Steuerspannung (V_{GS}) mittels entsprechender zweiter Vervielfältigungskonstanten vervielfältigt wird und welche eine Null-Voltspannung erzeugen, bis daß der Wert der besagten Steuerspannung unter dem jedem zweiten Gerät zugeordneten Schwellenwert liegt;

25 - ein drittes Gerät (OP3, D2), welches eine Voltspannung erzeugt, die in Funktion zur Temperatur variiert, so daß die Veränderung der thermischen Leistung des Transistors (T_1) ausgeglichen werden,

30 - ein viertes Gerät (OP4), welches die besagte Polarisationsspannung (V_{DS}) des Transistors (T_1) erzeugt, in die vom ersten, zweiten und dritten Gerät erzeugten Spannungen summiert werden.

5. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 4) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß
35 die besagten Schwellenwerte gegenseitig unterschiedlich sind, daß die besagte Vervielfältigungskonstante größer oder gleich ist als bzw. wie die breitere der besagten zweiten Vervielfältigungskonstanten sowie dadurch gekennzeichnet, daß die besagten zweiten Vervielfältigungskonstanten in umgekehrten Bezug zu
40 den Schwellenwerten der entsprechenden zweiten Geräte sind.

6. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 4) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß:

5 - es sich bei besagtem ersten Gerät um einen ersten Operationsverstärker (OP1) und umkehrenden Spannungssummierer handelt, dessen Leistung der besagten ersten Vervielfältigungskonstante entspricht;

10 - es sich bei den besagten zweiten Geräten um zweite Operationsverstärker (OP2) und nicht umkehrende Spannungssummierer handelt, die zum Ausgang jeweils in Reihe geschaltet sind mit einer Diode (D1), welche zur absoluten Regelung von Spannungswerte (V_{GS}) dient, welche größer sind als besagter Schwellenwert und innerhalb deren die Leistung der besagten zweiten Operationsverstärker (OP2) den besagten zweiten Vervielfältigungskonstanten entsprechen;

15 - es sich beim besagtem dritten Gerät um einen dritten Operationsverstärker (OP3) und umkehrenden Spannungssummierer handelt, über den die Anoden-/Kathodenspannung einer im Leitung befindlichen Diode (D2) verstärkt wird;

20 - es sich beim besagtem vierten Gerät um einen vierten Operationsverstärker (OP4) und nicht umkehrenden Spannungssummierer handelt..

25 7. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 6) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß der besagte vierte Operationsverstärker (OP4) den im Transistor (T1) zirkulierenden Maximalstrom begrenzt.

30 8. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 4) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß besagte voreingestellte Voltspannung der Speisespannung angenähert wird und daß die Anzahl der besagten zweiten Geräte (OP2, D1) gleich eins ist und daß der entsprechende besagte Schwellenwert etwa ein Drittel des Höchstwertes der besagten Steuerspannung (V_{GS}) entspricht.

35 9. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch gekennzeichnet, daß es sich bei besagtem Transistor um einen MESFET Feldtransistor handelt, daß die Frequenz des Oszillationssignals im Mikrowellenbereich liegt und dadurch gekennzeichnet, daß der besagte Bandpaßfilter (FPB) den Durchgang der zweiten Oberwelle des Oszillationssignals ermöglicht.

.....

10. Radiofrequenzvervielfacher entsprechend dem unter Punkt 1)
oder 3) der Inanspruchnahme beschriebenen Gerät, dadurch
gekennzeichnet, daß in Reihe geschaltet mit dem besagten zweiten
Induktor (L2) ein Widerstand angeschlossen ist, dessen Wert
5 annähernd gleich dem des Widerstandes zwischen den Ausgangsklemmen
(D-S) des besagten Transistors (T1) ist.

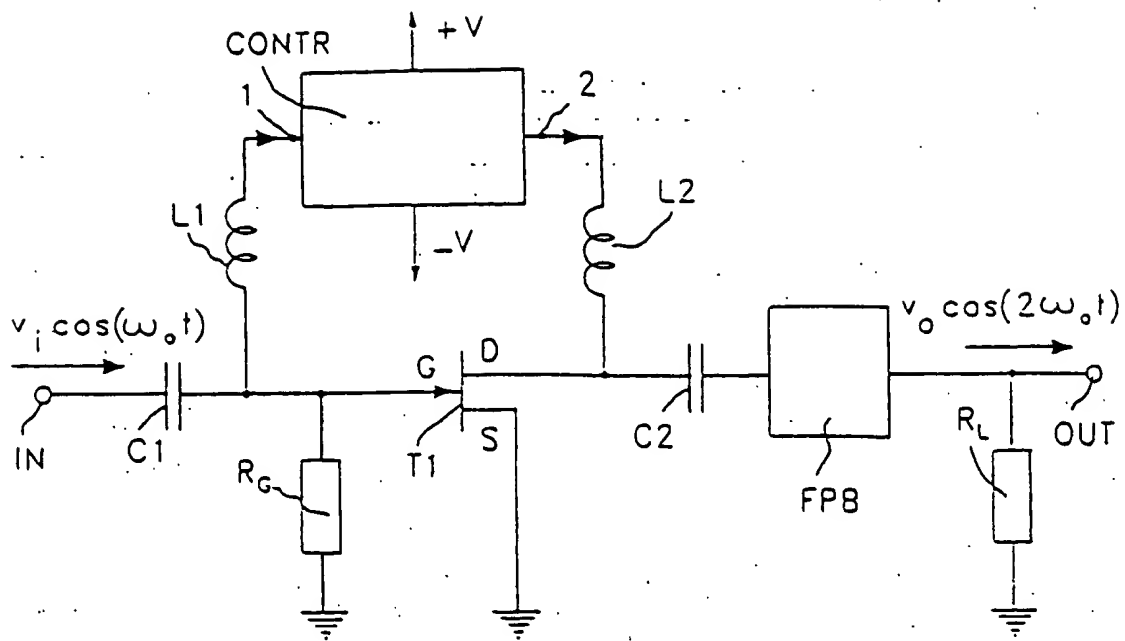


FIG. 1

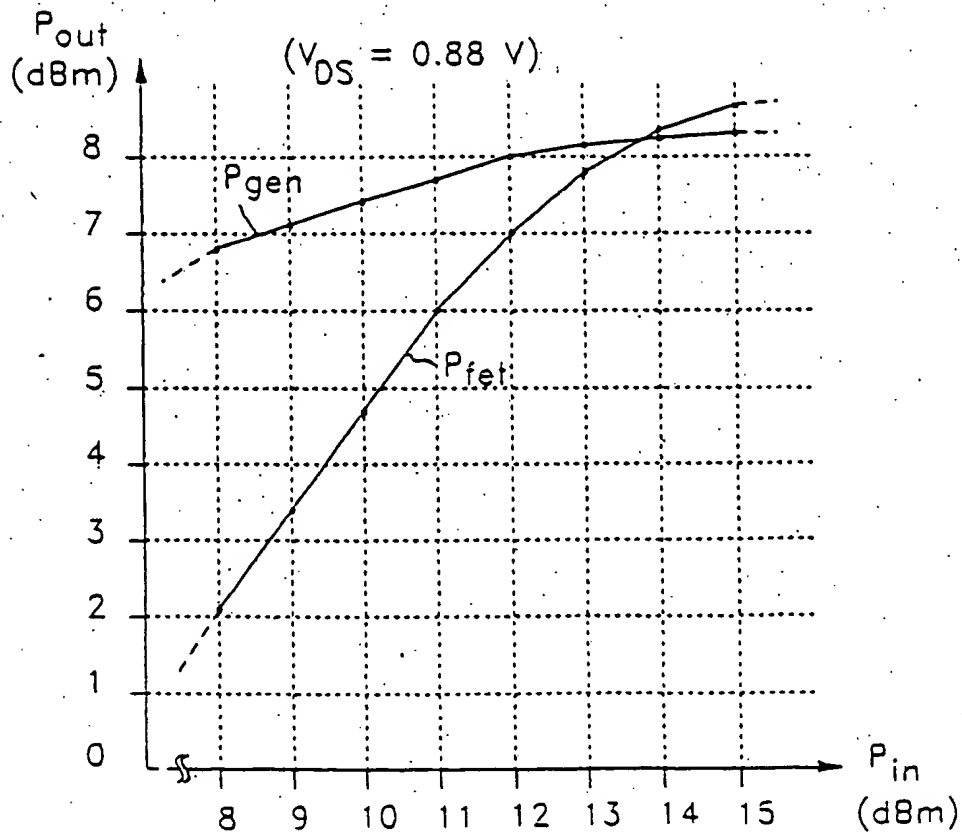


FIG. 2

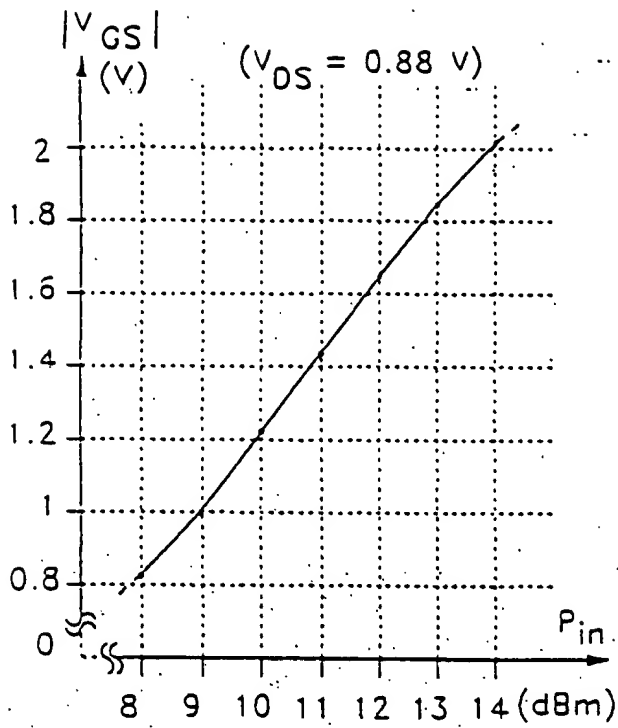


FIG. 3

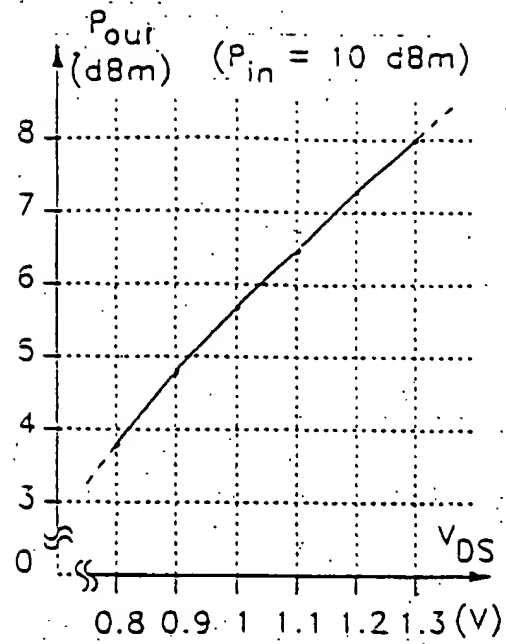


FIG. 4

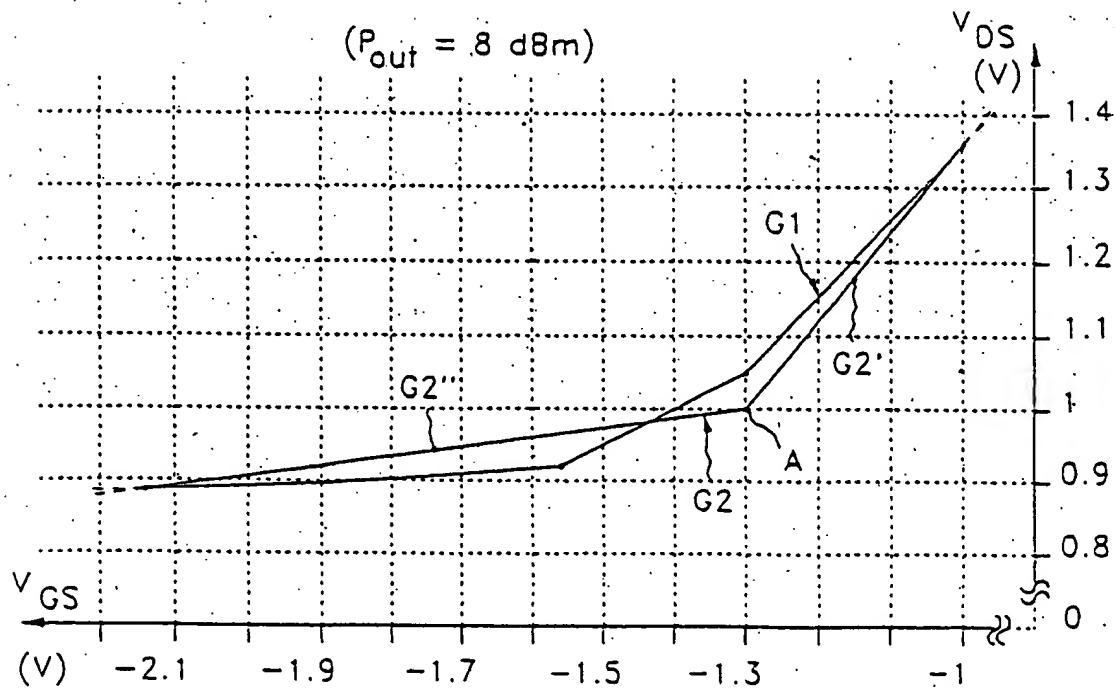


FIG. 5

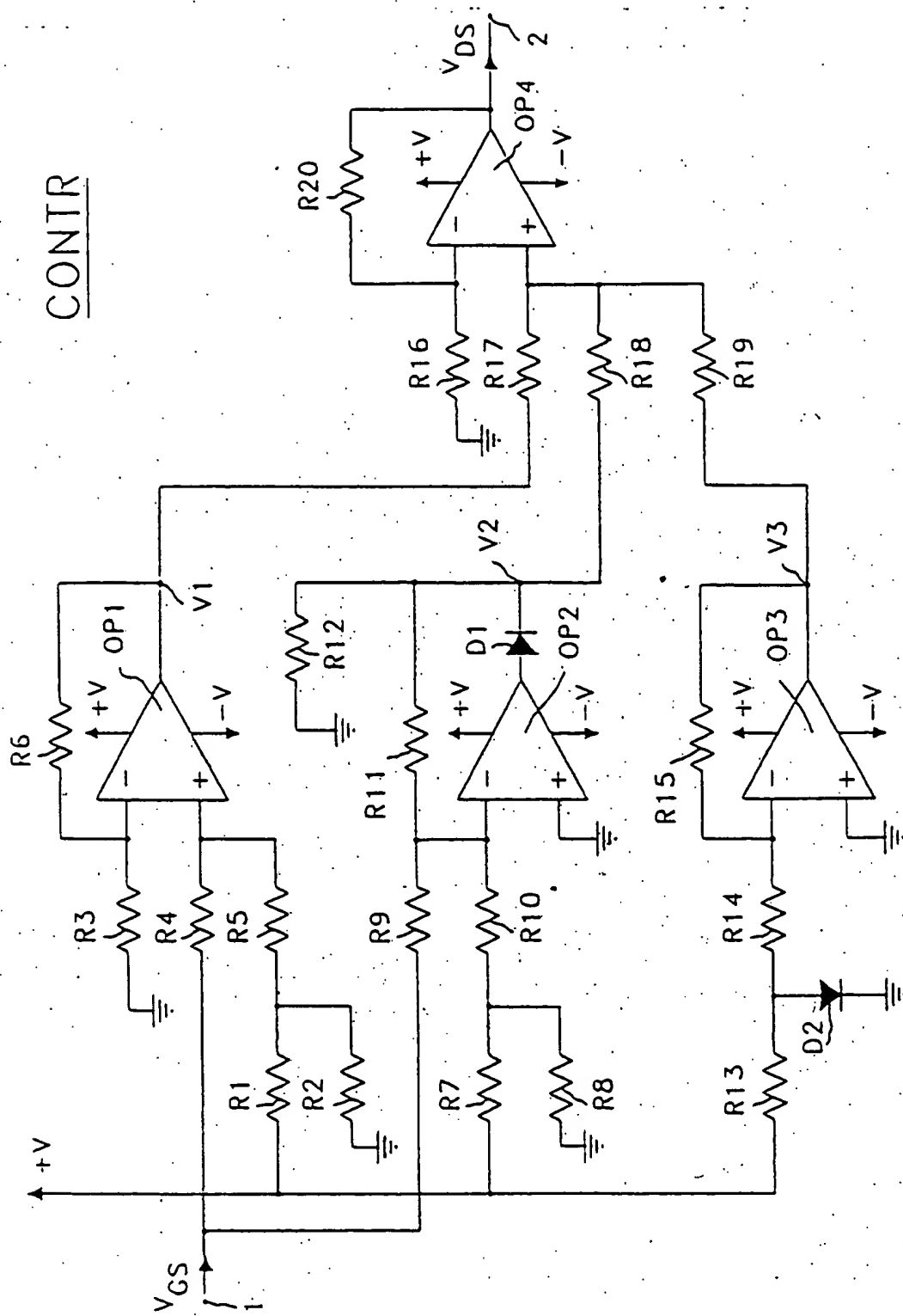


FIG. 6